

使用分支式負載步階式阻抗共振器為基底之微小化 3 頻帶通濾波器

林建志、陳昱夫、吳宏偉*
崑山科技大學電腦與通訊系研究所

摘要 —本研究主要提出 1 種具有分支式負載步階式阻抗共振器(Stub-loaded stepped-impedance resonators, SL-SIR)之微小化 3 頻帶通濾波器(Bandpass filter)。其該結構主要是利用 2 對耦合式分支式負載步階式阻抗共振器所組成，其中分支式負載與步階式阻抗共振器皆可獨立設計。透過調整步階式阻抗共振器的阻抗比(K)以及長度比(α)有效的決定第 1 與第 2 根共振模態，以便設計出 1 個微小化的 3 頻帶通濾波器。該濾波器之實作與量測結果與理論分析匹配。

一、簡介

在現今無線通訊系統中，平面式多頻帶通濾波器是非常重要的元件之一。為了符合系統規格之需求，故需適當選擇共振器之結構與其頻率特性。其中，設計出具有微小化的電路尺寸、低植入損失(Insertion loss)以及高通帶選擇性是更為重要的。近年來，許多研究文獻利用不同的設計方法探討多頻帶濾波器[1-9]。在過去的研究，設計多頻帶濾波器時，例如：利用低通與高通的結合電路[1]、使用具有開路或短路樁的耦合式共振器[2]、藉由共平面電路實現之半集總式電路設計[3]、使用分支式負載共振器結構[4, 5]、缺陷地結構 [6]和步階式阻抗共振器[7-9]。然而，這些設計仍有問題須改進，例如：電路尺寸較大、複雜的設計方法、破壞接地結構(Defected ground structure, DGS)以及通帶選擇性不佳。過去的研究中，提出良好的頻率響應，但為了避免通帶間的互相干擾與信號錯誤率的增加，具有多個傳輸零點提高通帶隔絕度是必要的。在現今無線通訊系統中微小化的電路尺寸亦是重要的議題之一。

在本研究中，該 3 頻帶通濾波器具有以下特點：微小化的尺寸，低植入損失，以及通帶間的高隔絕度。由於結構主要使用設計自由度高的分支式負載步階式阻抗共振器。因此，通帶的頻率可以很容易的藉由調整分支式負載步階式阻抗共振器尺寸來決定，其中分支式負載與步階式阻抗共振器皆可獨立設計。該 3 頻帶通濾波器設計於 1.575 / 2.4 / 3.5 GHz，是基於耦合的 SIR 阻抗比為 $K < 1$ 和 1 / 4 波長分支式負載來達成。這項研究提供了 1 個簡單且有效的方法來設計 1 個微小化的 3 頻帶通濾波器，而無需複雜的設計並具有微小化的電路尺寸與良好的頻率響應。

二、濾波器設計

圖 1 所示為本研究所提出之 3 頻帶通濾波器之結構圖。該濾波器包含 2 組分支式負載步階式阻抗共振器，其中共振器 1 與共振器 2 的步階式阻抗共振器是用於產生第 1 通帶(1.575 GHz)，而共振器 1 與 2 中的分支負載

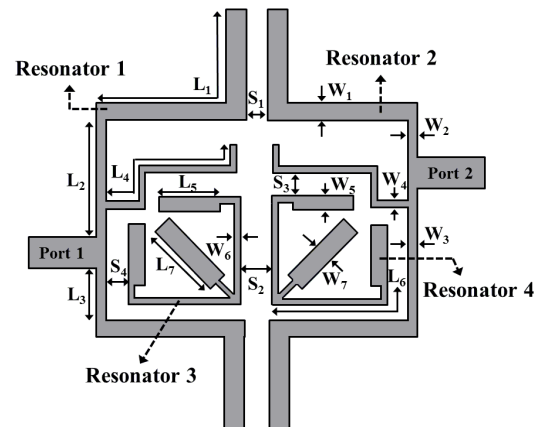


圖 1：本文所提出之 3 頻帶通濾波器結構圖

是設計於第 3 通帶(3.5GHz)。該分支負載長度為第 3 通帶中心頻率之 1 / 4 波長(Quarter-wavelength)。相同的，共振器 3 與 4 之設計皆位於第 2 通帶(2.4 GHz)。共振器 3 與 4 中的分支負載亦是設計於第 3 通帶(3.5 GHz)。該設計方法具有交錯耦合效應(Cross coupling)，用以提高濾波器的通帶選擇性，產生額外的傳輸零點且避免通帶間的互相干擾。分支負載皆是用於產生第 3 通帶其頻率為 3.5 GHz，步階式阻抗共振器之阻抗比皆為 ($K < 1$)，分別用來產生窄頻通帶，其頻率分別為 1.575 / 2.4 GHz。圖 2(a) 所示為傳統式步階式阻抗共振器之結構，該共振器為左右對稱且由 2 種不同阻抗 Z_1 及 Z_2 之微帶傳輸線所構成(阻抗比為 $K = Z_2 / Z_1$)，電子長度分別為 θ_1 、 θ_2 及總長度 $\theta_t = 2(\theta_1 + \theta_2)$ 。該步階式阻抗共振器可藉由改變阻抗比(K)與電子長度比(α)調整中心頻率(f_0) 與第 2 共振頻率(f_{s1})提高設計自由度。其共振條件為 $K \cot \theta_2 = \tan \theta_1$ (奇模態) 與 $K \cot \theta_2 = -\cot \theta_1$ (偶模態) [10]，其中長度比 $\alpha = 2\theta_2 / \theta_t$ 。根據上述方程，可得

$$K \cdot \cot \left(\frac{\alpha \theta_t}{2} \right) = \tan \left(\frac{(1-\alpha)\theta_t}{2} \right) \quad (1)$$

$$K \cdot \cot \left(\frac{\alpha \theta_t}{2} \right) = -\cot \left(\frac{(1-\alpha)\theta_t}{2} \right) \quad (2)$$

藉由控制(1)與(2)式中 K 及 α 的比例，即可決定每一通帶之頻率位置。圖 2(b)所示為傳統式步階式阻抗共振器之模態響應。以第 1 通帶為例，中心頻率 $f_0 = 1.575$ GHz ($f_{s1} / f_0 \approx 2.18$) 選擇 $K = 0.8$ ，長度比 α 可以明顯的決定大約在 0.53 左右，這樣的設計是為了避免混附波影響第 2 與第 3 通帶。相同的第 2 通帶中心頻率 $f_0 = 2.4$ GHz 與第 2 共振頻率 $f_{s1} = 5.2$ GHz ($f_{s1} / f_0 \approx 2.2$) 亦可選擇 $K = 0.6$ 和 $\alpha = 0.31$ 。

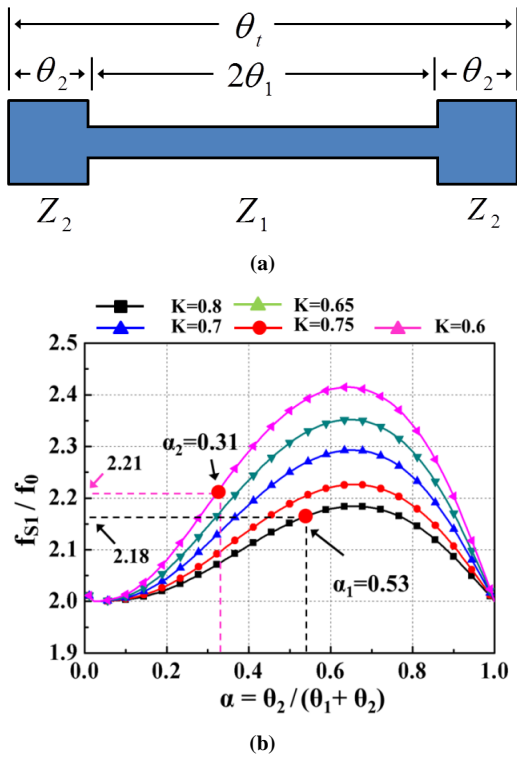


圖 2：(a) 傳統式步階式阻抗共振器之結構圖 $K=Z_2/Z_1$ ， $\alpha=\theta_2/(\theta_1+\theta_2)$ (b) 步階式阻抗模態響應該關係對照值為 f_{s1}/f_0 的長度比(α)與阻抗比(K) = 0.6~0.8。 ($\theta_1 = 48^\circ$ ， $\theta_2 = 55^\circ$ ， $Z_1 = 73\Omega$ ， $Z_2 = 58\Omega$ 在 1.575 GHz 和 $\theta_1 = 50^\circ$ ， $\theta_2 = 23^\circ$ ， $Z_1 = 110\Omega$ ， $Z_2 = 66\Omega$ 在 2.4 GHz)

該 3 頻濾波器設計於中心頻率 $f_{01} = 1.575$ GHz； $f_{02} = 2.4$ GHz 和 $f_{03} = 3.5$ GHz，頻寬比(3-dB fraction bandwidth, FBW)分別為 $\Delta_1 = 5\%$ 、 $\Delta_2 = 3.75\%$ 和 $\Delta_3 = 2.28\%$ 。經由查表得知低通濾波器元件值為 $g_0 = 1$ ； $g_1 = 0.9491$ ； $g_2 = 1.3508$ ； $J_1 = -0.1173$ 與 $J_2 = 1.0119$ [11]。理論耦合係數 (M_{ij}) 與外部品質因素(Q_e) 可由下式求得：

$$M_{12} = M_{34} = \frac{FBW}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (3)$$

$$Q_e = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (4)$$

因此，我們可以得到所需之理論耦合係數與外部品質因素於 1.575 GHz 時 $M_{12} = M_{21} = 0.044$ 與 $Q_{e1} = 31.5$ ，於 2.4 GHz 時 $M_{34} = M_{43} = 0.032$ 與 $Q_{e2} = 64$ ，而實際耦合係數與品質因素為：

$$M_{ij} = \frac{(f_H^2 - f_L^2)}{(f_H^2 + f_L^2)} \quad (5)$$

$$Q_e = \frac{f_0}{\delta_{f3-dB}} \quad (6)$$

其中 f_H 和 f_L 被定義為高頻端與低頻端的共振模態，而 i 和 j 則表示為圖(1)所使用之分支式負載步階式阻抗共振器。

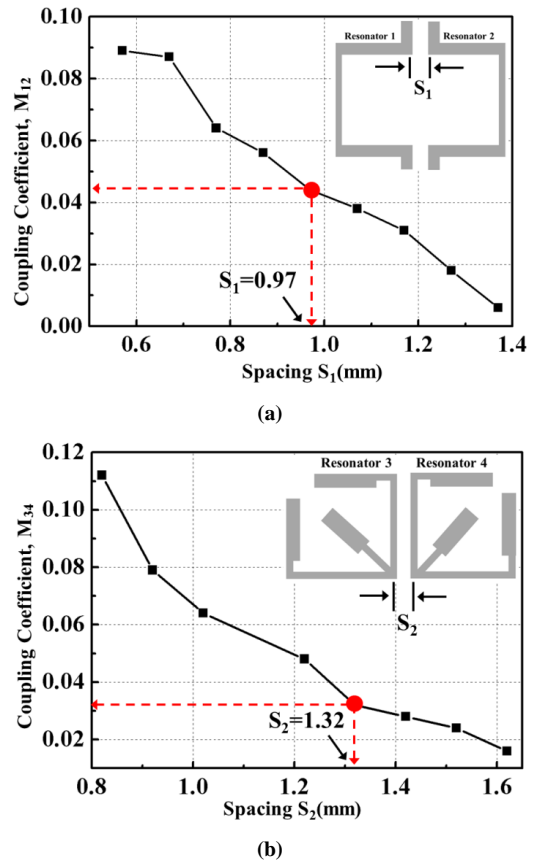


圖 3：耦合係數模擬圖(a) 為 1.575 GHz 耦合係數 (b) 2.4 GHz 耦合係數

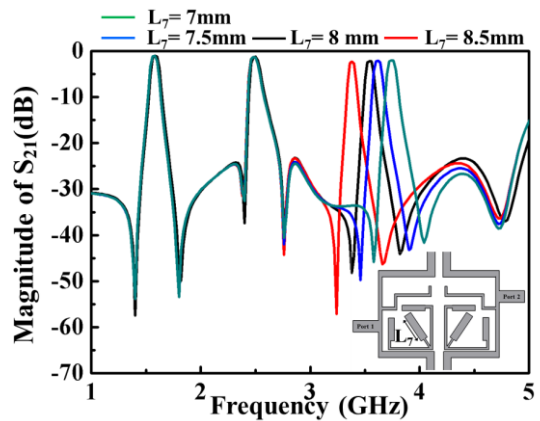


圖 4：針對不同分支式負載線長度 L_7 之頻率響應

圖 3 所示為模擬耦合式分支式負載步階式阻抗共振器耦合係數之關係，該耦合間距可透過調整 S_1 與 S_2 來滿足相鄰分支式負載步階式阻抗共振器之間的耦合度。圖 4 所示為針對不同分支式負載線長度 L_7 之頻率響應。當 L_7 長度由 7 增加至 8.5 mm，第 3 通帶之頻率由 3.8 至 3.2 GHz。在本研究中，當 $L_7 (= 8$ mm) 係為最佳設計參數，滿足在第 3 通帶(3.5 GHz)之 $1/4$ 波長。需注意的是，共振器 3 與 4 之配置是為了進一步縮小電路尺寸之設計。

表 I
本研究與過去文獻在 3 頻帶通濾波器上之比較

	[5]	[6]	[7]	[8]	This study
基板高度 (mm)	0.787	1	0.787	0.4	0.787
介電常數 (ϵ_r)	2.2	2.65	2.2	3.38	2.2
1st / 2nd / 3rd 通帶 (GHz)	1.5 / 2.4 / 3	2.45 / 3.5 / 5.2	1.8 / 2.7 / 4	0.85 / 1.8 / 2.2	1.575 / 2.4 / 3.5
返回損失 $ S_{11} $ (dB)	9 / 19 / 14	37 / 15 / 15	14 / 13 / 9	41 / 35 / 37	20 / 27 / 19.6
植入損失 $ S_{21} $ (dB)	1.6 / 1.5 / 2.3	0.9 / 1.7 / 2.1	2.2 / 2 / 1.3	0.5 / 1.5 / 2.3	0.9 / 1.1 / 1.8
頻寬比 FBW (%)	5.2 / 3.8 / 4.6	2.45 / 7 / 3.5	3.9 / 2.6 / 40	35 / 16 / 4	5 / 3.75 / 2.28
電路尺寸 (mm ²)	2793	1264	1043	5280	1220
($\lambda_g \times \lambda_g$)	(0.36*0.42)	(0.68*0.53)	(0.33 *0.25)	(0.62*0.23)	(0.32*0.22)

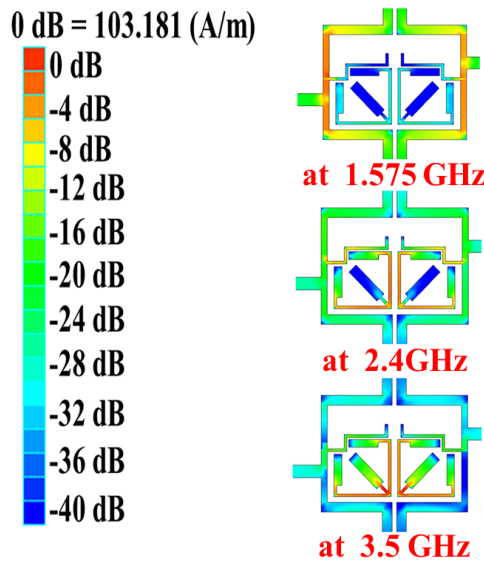
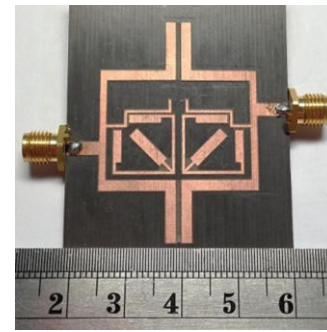


圖 5：本研究所提出之 3 頻濾波器電流分佈

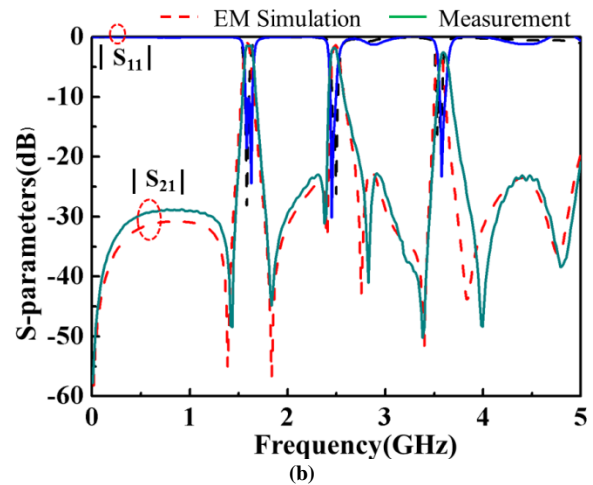
圖 5 所示為本研究所提出之 3 頻帶通濾波器電流分佈。其中，可清楚地觀察到該結構從輸入端 (Port 1) 到輸出端 (Port 2) 之電磁波傳播狀態。在該圖中可知，每個通帶可個別設計且每一個通帶皆不互相干擾。這項研究是利用全波電磁模擬軟體 (Full-wave electromagnetic simulation) IE3D [12]。

三、量測結果與討論

本研究所提出之 3 頻帶通濾波器使用之基板為 RT/Duroid 5880 規格如下：介電常數 (Dielectric constant, ϵ_r) 為 2.2，損耗正切 (loss tangent, $\tan \delta$) 為 0.0009，其基板厚度為 0.787 mm。圖 6(a) 所示為本研究所提出之 3 頻帶通濾波器實體圖。值得注意的是，該濾波器的物理尺寸僅約為 $41.5 \times 29.5 = 1220 \text{ mm}^2$ ，約 $0.32 \lambda_g \times 0.22 \lambda_g$ ，其中 λ_g 為對應於通帶之中心頻率 (1.575 GHz) 與基板參數之導波長。本研究所設計之 3 頻濾波器是藉由 HP8510C 網路分析儀 (Vector network analyzer, VNA) 進行量測。圖 6(b) 所示為 3 頻帶通濾波器量測與模擬結果，其測量結果顯示，第 1 頻率 (1.575 GHz) 返回損失 ($|S_{11}|$) 約 20 dB，植入損失 ($|S_{21}|$) 約 0.9 dB，3-dB 頻寬比 (FBW)



(a)



(b)

圖 7：(a) 3 頻濾波器實體圖 (b) 模擬與量測之結果 ($L_1 = 23.74$ 、 $L_2 = 11.6$ 、 $L_3 = 4.76$ 、 $L_4 = 16.8$ 、 $L_5 = 5.6$ 、 $L_6 = 11.1$ 、 $L_7 = 8$ 、 $W_1 = 1.94$ 、 $W_2 = 1.25$ 、 $W_3 = 1.25$ 、 $W_4 = 0.55$ 、 $W_5 = 1$ 、 $W_6 = 0.55$ 、 $S_1 = 0.97$ 、 $S_2 = 1.32$ 、 $S_3 = 0.375$ 、 $S_4 = 1.35$ ，所有的單位均為 mm)

約 5%；第 2 頻率 (2.4 GHz) 返回損失 ($|S_{11}|$) 約 27 dB，植入損失 ($|S_{21}|$) 約 1.1 dB，3-dB 頻寬比 (FBW) 約 3.75%；第 3 頻率 (3.5 GHz) 返回損失 ($|S_{11}|$) 約 19.6 dB，植入損失 ($|S_{21}|$) 約 1.8 dB，3-dB 頻寬比 (FBW) 約 2.28%。多重傳輸路徑產生額外的傳輸零點，提高了通帶的選擇性與靈活度，解決通帶間互相干擾的問題。表 1 所示為本研究與過去文獻在 3 頻帶通濾波器上之比較 [7]-[9]。本研究所提出之 3 頻帶通濾波器不僅提供了 1 種微小化的電路尺寸，也提供了 1 種簡單的設計方法。

結論

本研究中，提出 1 種微小化之 3 頻帶通濾波器，為了達到微小化之目的，該研究使用了高設計自由度的耦合式分支式負載步階式阻抗共振器為基底進行。本研究所提出之結構具有微小化的電路尺寸、低植入損失、通帶間的高隔絕度以及可各別控制的通帶頻率。該研究的製作與量測結果顯示出和理論分析結果一致。根據以上優異的特點表示，本研究所提出之 3 頻帶通濾波器相當適合利用在現今多頻無線通訊系統之射頻前端。

致謝

本研究由國科會專題研究計畫贊助，計畫編號 NSC101-2622-E-168-021-CC3

參考文獻

- [1] H. Miyake, S. Kitazawa, T. Ishizaki, T. Yamada, and Y. Nagatomi, "A miniaturized monolithic dual band filter using ceramic lamination technique for dual mode portable telephones," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Vol. 2, 789-792, 1997
- [2] H. Joshi, W. J. Chappell, "Dual-band lumped-element bandpass filter," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., Vol. 54, 12, 4169-4177, 2006.
- [3] M. Durán Sindreu, J. Bonache, Ferran Martín, "Compact CPW Dual-Band Bandpass Filters Based on Semi-lumped Elements and Metamaterial Concepts" Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2010
- [4] C. S. Ye, Y. K. Su and M. H. Weng, "New compact tri-band bandpass filter with transmission zeros designed by using stub-loaded resonators," Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 26, pp. 2277-2283, 2012.
- [5] X. Y. Zhang, Q. Xue and B. J. Hu, "Planar tri-band bandpass filter with compact size," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 20, pp. 262-264, 2010.
- [6] X. Lai, C. H. Liang, H. Di, and B. Wu, "Design of Tri-Band Filter Based on Stub Loaded Resonator and DGS Resonator," IEEE Microw. Wireless Compon. Letters., Vol. 20, No. 5, pp. 265-267, 2010.
- [7] Y. Chen, M.H. Weng, S.J. Chang, H. Kuan and Y.H. Su, "A new tri-band bandpass filter for GSM, wi-max and ultra-wideband responses by using asymmetric stepped impedance resonators," Progress In Electromagnetics Research, vol. 124, pp. 356-381, 2012.
- [8] Y.C. Chiou and J.T. Kuo, "Planar multiband bandpass filter with multimode stepped-impedance resonators," Progress In Electromagnetics Research, vol. 114, pp. 129-144, 2011.
- [9] M. H. Weng, Y. C. Chang, H. W. Wu, and C. Y. Huang, "Design of Multilayered Dual-band Bandpass Filter Using Cross-coupled Stepped Impedance Resonators," Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 49, no. 11, pp. 2713-2717, 2007.
- [10] H. W. Wu, Y. F. Chen and Y. W. Chen, "Multi-layered dual-band bandpass filter using stub-loaded stepped-impedance and uniform-impedance resonators," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 22, no. 3, pp. 114-116, Mar. 2012.
- [11] J.S. Hong, Microstrip Filters for RF/Microwave Application, 2nd Edition, New York: Wiley (2011).
- [12] IE3D Simulator, Zeland Software, Inc., 2002.

